

日本国特許庁

PATENT OFFICE  
JAPANESE GOVERNMENT

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されて  
る事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed  
in this Office.

出願年月日

Date of Application:

1999年 6月23日

願番号

Application Number:

平成11年特許願第177098号

願人

Applicant(s):

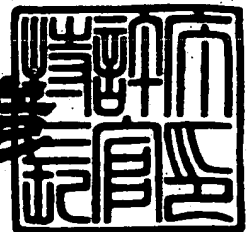
日本電気株式会社

CERTIFIED COPY OF  
PRIORITY DOCUMENT

2000年 6月 2日

特許庁長官  
Commissioner,  
Patent Office

近藤隆彦



出証番号 出証特2000-3040425

【書類名】 特許願  
【整理番号】 71110313  
【提出日】 平成11年 6月23日  
【あて先】 特許庁長官 殿  
【国際特許分類】 H04J 13/02  
H04B 7/216

【発明者】

【住所又は居所】 東京都港区芝五丁目7番1号 日本電気株式会社内  
【氏名】 奥山 俊幸

【発明者】

【住所又は居所】 東京都港区芝五丁目7番1号 日本電気株式会社内  
【氏名】 大西 修

【特許出願人】

【識別番号】 000004237  
【氏名又は名称】 日本電気株式会社

【代理人】

【識別番号】 100070219  
【弁理士】  
【氏名又は名称】 若林 忠  
【電話番号】 03-3585-1882

【選任した代理人】

【識別番号】 100088328  
【弁理士】  
【氏名又は名称】 金田 暢之

【選任した代理人】

【識別番号】 100106138  
【弁理士】  
【氏名又は名称】 石橋 政幸

【選任した代理人】

【識別番号】 100106297

【弁理士】

【氏名又は名称】 伊藤 克博

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 015129

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9710078

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 逆拡散器とタイミング検出装置とチャネル推定装置および周波数誤差測定方法とAFC制御方法

【特許請求の範囲】

【請求項1】 1シンボルあたり $n$ チップの拡散符号で拡散されたI成分とQ成分のベースバンド信号からなる複素ベースバンド信号の逆拡散を行うための逆拡散器であって、

前記I成分のベースバンド信号をある一定時間間隔で遅延させることにより順次シフトしている少なくとも $n-1$ の整数倍個の第1の遅延素子と、前記第1の遅延素子により順次シフトされた前記I成分のベースバンド信号と拡散符号との間の乗算をそれぞれ行っている $n$ 個の第1の乗算器と、 $n$ 個の前記第1の乗算器のうちの $k$ 個の第1の乗算器からの出力の積算を行ないそれぞれI成分の中間信号として出力している $m$  ( $=n/k$ ) 個の第1の加算器とを有する第1の相関器と、

前記Q成分のベースバンド信号をある一定時間間隔で遅延させることにより順次シフトしている1シンボルあたりのチップ数 $n$ と同数の第2の遅延素子と、前記第2の遅延素子により順次シフトされた前記I成分のベースバンド信号と拡散符号との間の乗算をそれぞれ行っている $n$ 個の第2の乗算器と、 $n$ 個の前記第2の乗算器のうちの $k$ 個の第2の乗算器からの出力の積算を行ないそれぞれQ成分の中間信号として出力している $m$ 個の第2の加算器とを有する第2の相関器と、

前記各第1の相関器により生成された $m$ 個のI成分の中間信号と前記各第2の相関器により生成された $m$ 個のQ成分の中間信号からなる $m$ 組の複素中間信号を、それぞれ1組の複素中間信号あたり基準回転角 $\delta$ ずつずらした $m$ 段階の位相回転角で複素平面上での位相を回転させることにより回転補正を行う $m$ 個の位相回転器と、

前記各位相回転器により回転補正が行われた後の $m$ 個の複素中間信号のI成分どうしの積算を行うことによりI成分の相関値を算出している第1の加算器と、

前記各位相回転器により回転補正が行われた後の $m$ 個の複素中間信号のQ成分どうしの積算を行うことによりQ成分の相関値を算出している第2の加算器とか

ら構成されている逆拡散器。

【請求項 2】 1 シンボルあたり  $n$  チップの拡散符号で拡散された I 成分と Q 成分のベースバンド信号からなる複素ベースバンド信号の逆拡散を行うための逆拡散器であって、

前記 I 成分のベースバンド信号とチップ数  $n$  の拡散符号との間の乗算を順次行っている第 1 の乗算器と、前記第 1 の乗算器により得られた乗算値を  $k$  個毎に順次積算して該積算値を中間信号とすることにより  $m$  ( $= n / k$ ) 個の I 成分の中間信号を生成して出力している第 1 の相関器と、

前記 Q 成分のベースバンド信号とチップ数  $n$  の拡散符号との間の乗算を順次行っている第 2 の乗算器と、前記第 1 の乗算器により得られた乗算値を  $k$  個毎に順次積算して該積算値を中間信号とすることにより  $m$  個の Q 成分の中間信号を生成して出力している第 2 の相関器と、

前記 I 成分の中間信号と前記 Q 成分の中間信号からなる  $m$  組の複素中間信号を、1 組の複素中間信号あたり基準回転角  $\delta$  ずつ  $m$  段階で段階的に複素平面上で順次位相回転させることにより回転補正を行う位相回転器と、

前記位相回転器により回転補正が行われた後の  $m$  個の複素中間信号の I 成分を順次積算することにより I 成分の相関値を算出している第 1 の加算器と、

前記各位相回転器により回転補正が行われた後の  $m$  個の複素中間信号の Q 成分を順次積算することにより Q 成分の相関値を算出している第 2 の加算器とから構成されている逆拡散器。

【請求項 3】 請求項 1 または 2 記載の逆拡散器と、

前記逆拡散器における逆拡散により得られた I 成分、Q 成分の相関値の大きさから拡散タイミングを検出するピーク検出部とから構成されるタイミング検出装置。

【請求項 4】 請求項 1 または 2 記載の逆拡散器と、

前記逆拡散器により得られた複素シンボルに含まれている位相誤差を検出し、該位相誤差の補正を行っている回転補正部とから構成されるチャネル推定装置。

【請求項 5】 受信側の基準周波数と送信側の基準周波数との差である周波数誤差を測定するための周波数誤差測定方法であって、

それぞれ  $n$  チップの  $I$ 、 $Q$  成分のベースバンド信号を、ある一定時間間隔で遅延させることによりそれぞれ順次シフトさせ、シフトされた前記  $I$ 、 $Q$  成分のベースバンド信号と拡散符号との間の乗算をそれぞれ行ない、得られた  $n$  個の乗算値のうちの  $k$  個の乗算値の積算を行ない  $m$  ( $= n / k$ ) 個の  $I$  成分の中間信号および  $m$  個の  $Q$  成分の中間信号を生成し、

$m$  個の  $I$  成分の中間信号と  $m$  個の  $Q$  成分の中間信号からなる  $m$  組の複素中間信号を、それぞれ 1 組の複素中間信号あたり基準回転角  $\delta$  ずつずらした  $m$  段階の位相回転角で複素平面上での位相を回転させることにより回転補正を行ない、

回転補正が行われた後の  $m$  個の複素中間信号の  $I$  成分どうし及び  $Q$  成分どうしの積算を行うことにより  $I$ 、 $Q$  成分の相関値をそれぞれ算出し、

前記  $I$  成分の相関値と前記  $Q$  成分の相関値に基づいた複素シンボルの電力値を算出し、該電力値が最大となるような前記基準回転角  $\delta$  の値を選択し、

選択された前記基準回転角  $\delta$  に基づいて前記周波数誤差の検出を行なう周波数誤差測定方法。

【請求項 6】 受信側の基準周波数と送信側の基準周波数との差である周波数誤差を測定するための周波数誤差測定方法であって、

それぞれ  $n$  チップの  $I$ 、 $Q$  成分のベースバンド信号とチップ数  $n$  の拡散符号との間の乗算を順次行ない、該乗算値を  $k$  個毎に順次積算して該積算値を中間信号とすることにより  $m$  ( $= n / k$ ) 個の  $I$ 、 $Q$  成分の中間信号をそれぞれ生成し、

前記  $I$  成分の中間信号と前記  $Q$  成分の中間信号からなる  $m$  組の複素中間信号を、1 組の複素中間信号あたり基準回転角  $\delta$  ずつ  $m$  段階で段階的に複素平面上で順次位相回転させることにより回転補正を行ない、

回転補正が行われた後の  $m$  個の複素中間信号の  $I$  成分どうし及び  $Q$  成分どうしを順次積算することにより  $I$ 、 $Q$  成分の相関値をそれぞれ算出し、

前記  $I$  成分の相関値と前記  $Q$  成分の相関値に基づいた複素シンボルの電力値を算出し、該電力値が最大となるような前記基準回転角  $\delta$  の値を選択し、

選択された前記基準回転角  $\delta$  に基づいて前記周波数誤差の検出を行なう周波数誤差測定方法。

【請求項 7】 請求項 5 または 6 記載の周波数誤差測定方法により周波数誤

差を測定し、

該周波数誤差が減少するように移動局の基準周波数信号の周波数の制御を行う A F C 制御方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、CDMA（符号分割多元接続：Code Division Multiple Access）通信システムに関し、特に周波数ずれが大きな環境下においてもタイミング検出、チャネル推定を行うことができる逆拡散器に関する。

【0002】

【従来の技術】

近年、移動通信システムに用いられる通信方式として、干渉や妨害に強い CDMA 通信方式が注目されている。この CDMA 通信方式とは、送信側では送信したいユーザ信号を拡散符号により拡散して送信し、受信側ではその拡散符号と同一の拡散符号を用いて逆拡散を行うことにより元のユーザ信号を得る通信方式である。

【0003】

そのため、CDMA 通信システムでは、送信側と受信側の拡散符号系列の位相の同期をとらなければ受信側において逆拡散を行うことができない。このため移動局では、基地局から受信した信号の復調を行う際に用いられる基準周波数信号を生成するための基準発振器として非常に周波数精度の高い TCXO（Temperature Compensated Xtal Oscillator）が用いられている。しかし、移動局には小型化および低コスト化が求められるため、移動局に用いられる基準発振器は基地局に用いられている基準発振器と比較すると周波数精度が低くなってしまふ。そのため、移動局では、基準周波数信号の周波数を送信側である基地局の基準周波数信号の周波数と合わせるための A F C（Automatic Frequency Control）制御が行われている。

【 0 0 0 4 】

AFC制御が行われている移動局の構成を図8を参照して説明する。このCDMA通信システムでは、1シンボルの信号はnチップの拡散符号により拡散されているものとして説明する。

【 0 0 0 5 】

図8に示される移動局は、無線部1と、タイミング検出装置4と、チャネル推定装置5と、TCXO6と、復調部16と、AFC制御回路17とを有している。また、タイミング検出装置4は逆拡散器7とピーク検出部8とから構成され、チャネル推定装置5は逆拡散器9と回転補正部15とから構成されている。

【 0 0 0 6 】

無線部1は、受信した高周波信号をTCXO6によって生成された基準周波数信号をもとに直交検波し、A/D変換することにより、デジタル信号のI、Q成分のベースバンド信号11、21に変換している。

【 0 0 0 7 】

TCXO6は、AFC制御回路17により周波数が制御された信号を基準周波数信号として出力している。逆拡散器7は、無線部1からのI、Q成分のベースバンド信号11、21に拡散符号を乗算することにより逆拡散を行っている。

【 0 0 0 8 】

ピーク検出部8は、逆拡散器7における逆拡散の際に相関値がピークとなるタイミングを検出することにより拡散タイミングを検出している。逆拡散器9は、無線部1からのI、Q成分のベースバンド信号11、21を、ピーク検出部8により得られた拡散タイミングを用いて逆拡散することによりI、Q成分のシンボルからなる複素シンボルを得ている。

【 0 0 0 9 】

次に、逆拡散器7、9をデジタル・マッチド・フィルタにより実現した場合の構成を図9を参照して説明する。

【 0 0 1 0 】

この場合には、逆拡散器7、9は、相関器110、120とから構成されている。そして、相関器110は、受信時にオーバーサンプリングが行われる場合には



、受信時のオーバーサンプリングレートをOSRとすると、 $OSR \times (n-1)$  個の遅延素子  $12_1 \sim 12_{osr(n-1)}$  と、 $n$  個の乗算器  $13_1 \sim 13_n$  と、加算器 14 とから構成される。相関器 120 は、同様に、 $OSR \times (n-1)$  個の遅延素子  $22_1 \sim 22_{osr(n-1)}$  と、 $n$  個の乗算器  $23_1 \sim 23_n$  と、加算器 24 とから構成される。

## 【0011】

相関器 110 では、入力された I 成分のベースバンド信号 11 は、遅延素子  $12_1 \sim 12_{osr(n-1)}$  を順次シフトされながら、乗算器  $13_1 \sim 13_n$  により拡散符号と乗算されて相関値が計算される。そして、加算器 14 においてその相関値どうしが加算されることにより I 成分の相関値が得られる。相関器 120 においても同様にして Q 成分のベースバンド信号 21 と拡散符号との逆拡散が行われて Q 成分の相関値が得られる。この 1 組の I 成分、Q 成分の相関値が逆拡散された複素シンボルとなる。

## 【0012】

さらに、逆拡散器 7、9 をスライディング・コリレータにより実現した場合の構成を図 10 を参照して説明する。

## 【0013】

この場合には、逆拡散器 7、9 は、相関器 60、70 とから構成されている。そして、相関器 60 は、乗算器 62 と、加算器 63 と、遅延素子 64 とから構成されている。相関器 70 は、同様に、乗算器 72 と、加算器 73 と、遅延素子 74 とから構成されている。

## 【0014】

相関器 60 では、入力された I 成分のベースバンド信号 11 は、チップ毎に乗算器 62 により拡散符号と乗算される。そして、ここで得られたベースバンド信号 11 と拡散符号とを乗算することにより得られた  $n$  個の乗算値は、加算器 63 と遅延素子 64 で構成される積算器で積算され、I 成分の相関値が得られる。相関器 70 でも同様にして、Q 成分のベースバンド信号 21 の逆拡散が行われ Q 成分の相関値が得られる。この 1 組の I 成分、Q 成分の相関値が逆拡散された複素シンボルとなる。

## 【0015】

回転補正部 15 は、逆拡散器 9 により得られた I、Q の複素シンボルに含まれている位相誤差を検出し、その位相誤差を補正している。

## 【0016】

次に、チャンネル推定装置 5 中の回転補正部 15 において行われるチャンネル推定について説明する。

## 【0017】

チャンネル推定とは、移動局における基準周波数信号の周波数ずれ等により回転してしまった複素シンボルの位相を推定し、その位相を補正することである。このチャンネル推定は、基地局から送信されてくるデータに含まれているパイロットシンボルを基準にして行われている。

## 【0018】

まず、このパイロットシンボルについて説明する。ある規格における、基地局から移動局に対して送信される回線である下り回線の止まり木（パーチ）チャンネルのフレーム構成を図 11 を参照して説明する。

## 【0019】

止まり木チャンネルを構成している 720 ms のスーパーフレームは、10 ms 間隔の 72 個の無線フレーム  $50_1 \sim 50_{72}$  によって構成されている。そして、この無線フレーム  $50_1 \sim 50_{72}$  は、それぞれ 16 のタイムスロット  $51_1 \sim 51_{16}$  により構成されている。そして、各タイムスロット  $51_1 \sim 51_{16}$  は、それぞれ 1 シンボルのサーチコードシンボル 52 と、5 シンボルの送信データシンボル 53 と、4 シンボルのパイロットシンボル 54 とから構成されている。このパイロットシンボル 54 は、各タイムスロット  $51_1 \sim 51_{16}$  によって異なる値となっているが、そのパターンは予め定められたパターンとなっている。そのため、移動局は、パイロットシンボル 54 を実際に受信する前に送信されてくるはずのシンボルパターンを知ることができる。そして、この規格の場合には、移動局では 4 つのパイロットシンボル 54 を使用して基地局との位相誤差および周波数誤差を測定することができる。

## 【0020】

そして、このパイロットシンボル 54 の 4 つの複素シンボルを I Q 平面上に示したものが、図 12 に示す複素ベクトル 45 ~ 48 のようになったとすると、隣接する各パイロットシンボルは、それぞれ  $\theta_1$ 、 $\theta_2$ 、 $\theta_3$  だけ位相回転していることになる。

## 【0021】

復調部 16 は、回転補正部 15 により位相誤差が補正された I、Q の複素シンボルを復調することにより元のシンボルを得ている。AFC 制御回路 17 は、回転補正部 15 により検出された位相誤差に基づいて TCXO 6 から生成される基準周波数信号の周波数と基地局の基準周波数との差である周波数誤差を計算し、その周波数誤差が少なくなるように TCXO 6 から生成される基準周波数信号の周波数を制御している。

## 【0022】

この従来の AFC 制御方法が行われる移動局では、TCXO 6 により生成される基準周波数信号に周波数ずれが発生し逆拡散器 9 により得られる複素シンボルの位相が回転した場合でも、その基準周波数信号の周波数ずれがある一定範囲内であれば回転補正部 15 により位相誤差は補正されて復調部 16 において正常な復調が行われる。

## 【0023】

しかし、基準周波数信号の周波数ずれがある一定範囲を超えると上記従来の移動局では、AFC 制御によりその周波数ずれを補正することができなくなってしまふ。つまり、AFC 制御の引き込み範囲を超えてしまふ。上記従来の移動局では、このようなことが発生する理由を下記に説明する。

## 【0024】

キャリア周波数ずれが発生すると 1 シンボル区間である  $n$  チップ区間において位相が回転してしまふ。つまり、各チップ間においても位相誤差が発生する。

## 【0025】

しかし、上記従来例における逆拡散器 7 では、1 シンボル区間の  $n$  個のチップの信号全てを同位相で相関値演算を行なうことにより複素シンボルを得ている。そのため、各チップと拡散符号の相関値を加算することにより得られる相関値も

小さなものとなってしまうと拡散利得が低下してしまう。そのため、タイミング検出装置 5 において、拡散タイミングを得ることができる確率であるタイミング捕捉率も下がってしまう。そして、拡散タイミングを得ることができなければ、逆拡散器 9 における逆拡散もできなくなり、それ以降のチャネル推定、AFC 制御等を行うことができなくなる。

## 【0026】

この周波数ずれが大きくなりタイミング捕捉率が低下してしまう様子を図 13 を参照して説明する。図 13 は、キャリア周波数の周波数ずれ量をパラメータとした場合の、タイミング捕捉成功率と信号 1 ビットあたりのエネルギー対平均雑音電力スペクトル密度 ( $E_b/N_0$ ) の関係を示すグラフである。

## 【0027】

このグラフより、周波数ずれが 0 ppm の場合には  $E_b/N_0$  が低下してもさほどタイミング捕捉率が低下していないのに比較すると、周波数ずれが 3 ppm、5 ppm と増加するに従ってタイミング捕捉率が低下することがわかる。特に、周波数ずれが 5 ppm となるとタイミング捕捉率は急激に低下している。

## 【0028】

また、チャネル推定装置 5 におけるチャネル推定では、拡散利得が低下するとエラーレートが増加してしまう。さらに、上記従来の移動局では、シンボルレートでチャネル推定を行っているため、1 シンボルあたり  $180^\circ$  を超える位相ずれが発生すると、拡散利得の低下が著しく、シンボル単位でのチャネル推定は非常に困難となってしまう。また、どちらの方向に位相がずれたのかを検出することはできないため周波数ずれ量の検出は不可能である。

## 【0029】

例えば、TCXO 6 の基準周波数が 2 GHz であり、シンボルレートが 16 k s p s (シンボル/秒) であると、基準周波数が 1 ppm ずれると  $45^\circ$  / シンボルの位相誤差が発生し、4 ppm ずれると  $180^\circ$  / シンボルの移動誤差が発生してしまう。

## 【0030】

キャリア周波数の周波数ずれ量をパラメータとした場合の、ビット誤り率 (B

ER) と信号 1 ビットあたりのエネルギー対平均雑音電力スペクトル密度 ( $E_b/N_0$ ) の関係を示すグラフを図 14 に示す。このグラフより、周波数ずれが 0 ~ 4 ppm へと増加していくに従って、同じ  $E_b/N_0$  で得られる BER は大きくなっていることがわかる。

#### 【0031】

上記で説明した従来例の場合では、TCXO 6 の周波数ずれが  $\pm 4$  ppm の範囲内であれば周波数ずれ量を検出することができるので、その周波数ずれを AFC 制御により補正することができる。このことにより、AFC 制御における現実的な引き込み範囲は  $\pm 4$  ppm 程度であるといえる。

#### 【0032】

このような課題を解決して AFC 制御における引き込み範囲を拡大した発明が特開平 9-200081 号公報に記載されている。この従来の移動局における周波数誤差検出回路を図 15 に示す。

#### 【0033】

この従来の周波数誤差検出回路は、複素マッチド・フィルタ 131、132 と、複素拡散符号発生器 133、134 と、ピーク検出平均部 135、136 と、ピーク位置検出部 137 と、電力計算部 138、139 と、電力差計算部 143 と、周波数誤差変換部 142 とから構成されている。また、電力差計算部 143 は、加算器 140 と、正規化回路 141 とから構成されている。

#### 【0034】

この従来の周波数誤差検出回路では、無線部で受信され直交検波されたベースバンド複素信号は、複素マッチド・フィルタ 131、132 に入力され、それぞれ複素拡散符号発生器 133、134 で発生された複素拡散符号とを乗算されて複素相関が計算される。そして、ピーク検出部 7 によって検出された複素相関の最大値タイミングでそれぞれ 2 つのピーク検出平均部 135、136 でピーク最大値の数シンボル時間の平均が取られ、2 つの電力計算部 138、139 において電力値が計算される。電力差計算部 143 では、加算器 140 により計算された電力値の差が求められ、正規化回路 141 により電力値の差の正規化が行われる。そして、周波数誤差変換部 142 では、正規化された電力値の差から該当する

周波数誤差が求められて出力される。ここで、複素拡散符号発生器 133、134 はそれぞれ、正の周波数オフセットを与えて予め算出させた複素拡散符号と、正の周波数オフセットと絶対値が等しく負の周波数オフセットを与えて予め算出された複素拡散符号を出力する。このため、複素相関値にはシンボル時間内に周波数オフセットが与えられる。

## 【0035】

この従来の周波数誤差検出回路によれば、予め周波数オフセットを与えた複素拡散符号を用いて逆拡散を行うことにより、AFC制御における周波数誤差の引き込み範囲を拡大することができる。

## 【0036】

しかし、この従来の周波数誤差検出回路では、周波数オフセットを与えた複素拡散符号を予め記憶しておくためのメモリが必要となる。また、ベースバンド信号と拡散符号を乗算する高速なチップレート処理において、ベースバンド信号と複素拡散符号を乗算する複素乗算が必要となる。図9、図10に示したような従来の逆拡散器では、ベースバンド信号は1ビットの信号であるため、ベースバンド信号と拡散符号との間の乗算は、実際の処理としては符号操作により行われていた。しかし、周波数オフセットを与えた拡散符号を表現するためには必要となるビット数が多くなるので、ベースバンド信号と拡散符号との間の乗算はこのような符号操作によっては実現することができず、複数ビットどうしの信号を乗算することができる乗算器が必要となる。よって、ベースバンド信号と周波数オフセットを与えていない拡散符号との間の乗算を行う場合と比較すると複素乗算を行うためには逆拡散器の回路規模、消費電力が大幅に増加してしまうことになる。

## 【0037】

携帯電話等の移動局では、小型化および低消費電力化を行うことが要求されているが、逆拡散器の回路規模および消費電力の増加はこれに反することになってしまう。

## 【0038】

【発明が解決しようとする課題】

上述した従来の逆拡散器および A F C 制御方法では、下記のような問題点があった。

(1) シンボルレートでのチャネル推定により得られた位相誤差を用いた A F C 制御方法だけでは、周波数ずれが大きな環境下においてはタイミング検出、チャネル推定自体を行うことができなくなり、その結果として A F C 制御における引き込み範囲が狭くなる。

(2) 特開平 9 - 2 0 0 0 8 1 号公報記載の A F C 制御では、逆拡散器の回路規模、消費電力の大幅な増加を招いてしまう。

#### 【 0 0 3 9 】

本発明の目的は、逆拡散器の回路規模、消費電力を大幅に増加させることなく周波数ずれが大きな環境下においてもタイミング検出、チャネル推定を行うことができる逆拡散器を提供し、このことにより A F C 制御における引き込み範囲を拡大することである。

#### 【 0 0 4 0 】

##### 【課題を解決するための手段】

上記目的を達成するために、本発明の逆拡散器は、1 シンボルあたり  $n$  チップの拡散符号で拡散された I 成分と Q 成分のベースバンド信号からなる複素ベースバンド信号の逆拡散を行うための逆拡散器であって、

前記 I 成分のベースバンド信号をある一定時間間隔で遅延させることにより順次シフトしている少なくとも  $n - 1$  の整数倍個の第 1 の遅延素子と、前記第 1 の遅延素子により順次シフトされた前記 I 成分のベースバンド信号と拡散符号との間の乗算をそれぞれ行っている  $n$  個の第 1 の乗算器と、 $n$  個の前記第 1 の乗算器のうちの  $k$  個の第 1 の乗算器からの出力の積算を行ないそれぞれ I 成分の中間信号として出力している  $m (= n / k)$  個の第 1 の加算器とを有する第 1 の相関器と、

前記 Q 成分のベースバンド信号をある一定時間間隔で遅延させることにより順次シフトしている 1 シンボルあたりのチップ数  $n$  と同数の第 2 の遅延素子と、前記第 2 の遅延素子により順次シフトされた前記 I 成分のベースバンド信号と拡散符号との間の乗算をそれぞれ行っている  $n$  個の第 2 の乗算器と、 $n$  個の前記第 2

の乗算器のうちの  $k$  個の第 2 の乗算器からの出力の積算を行ないそれぞれ  $Q$  成分の中間信号として出力している  $m$  個の第 2 の加算器とを有する第 2 の相関器と、

前記各第 1 の相関器により生成された  $m$  個の  $I$  成分の中間信号と前記各第 2 の相関器により生成された  $m$  個の  $Q$  成分の中間信号からなる  $m$  組の複素中間信号を、それぞれ 1 組の複素中間信号あたり基準回転角  $\delta$  ずつずらした  $m$  段階の位相回転角で複素平面上での位相を回転させることにより回転補正を行う  $m$  個の位相回転器と、

前記各位相回転器により回転補正が行われた後の  $m$  個の複素中間信号の  $I$  成分どうしの積算を行うことにより  $I$  成分の相関値を算出している第 1 の加算器と、

前記各位相回転器により回転補正が行われた後の  $m$  個の複素中間信号の  $Q$  成分どうしの積算を行うことにより  $Q$  成分の相関値を算出している第 2 の加算器とから構成されている。

#### 【0041】

本発明の逆拡散器は、デジタル・マッチド・フィルタ型の相関器を用いた場合のものであり、第 1 および第 2 の乗算器により複素ベースバンド信号と拡散符号との間で乗算を行ない、その  $n$  個の乗算値をそれぞれ積算して複素シンボルを得る前に、第 1 および第 2 の加算器により  $k$  個の乗算値毎に積算を行うことにより  $m$  個の複素中間信号を生成して、位相回転器により  $m$  個の複素中間信号に対して周波数オフセットを与えることにより、1 シンボル区間内での回転を補償して、大きな拡散利得を得られるようにしたものである。

#### 【0042】

したがって、大きな拡散利得が得られることによりタイミング捕捉率を増加させることができるとともに複素シンボル生成前において位相誤差を補正するため AFC 制御における引き込み範囲を拡大することができる。

#### 【0043】

また、本発明の他の逆拡散器は、1 シンボルあたり  $n$  チップの拡散符号で拡散された  $I$  成分と  $Q$  成分のベースバンド信号からなる複素ベースバンド信号の逆拡散を行うための逆拡散器であって、

前記  $I$  成分のベースバンド信号とチップ数  $n$  の拡散符号との間の乗算を順次行



っている第1の乗算器と、前記第1の乗算器により得られた乗算値を $k$ 個毎に順次積算して該積算値を中間信号とすることにより $m (= n/k)$ 個のI成分の中間信号を生成して出力している第1の相関器と、

前記Q成分のベースバンド信号とチップ数 $n$ の拡散符号との間の乗算を順次行っている第2の乗算器と、前記第1の乗算器により得られた乗算値を $k$ 個毎に順次積算して該積算値を中間信号とすることにより $m$ 個のQ成分の中間信号を生成して出力している第2の相関器と、

前記I成分の中間信号と前記Q成分の中間信号からなる $m$ 組の複素中間信号を、1組の複素中間信号あたり基準回転角 $\delta$ ずつ $m$ 段階で段階的に複素平面上で順次位相回転させることにより回転補正を行う位相回転器と、

前記位相回転器により回転補正が行われた後の $m$ 個の複素中間信号のI成分を順次積算することによりI成分の相関値を算出している第1の加算器と、

前記各位相回転器により回転補正が行われた後の $m$ 個の複素中間信号のQ成分を順次積算することによりQ成分の相関値を算出している第2の加算器とから構成されている。

#### 【0044】

本発明の逆拡散器は、スライディング・コリレータ型の相関値を用いた場合のものであり、第1および第2の乗算器により複素ベースバンド信号と拡散符号との間で順次乗算を行ない、その $n$ 個の乗算値をそれぞれ積算して複素シンボルを得る前に、 $k$ 個の乗算値毎に積算を行うことにより $m$ 個の複素中間信号を生成して、その $m$ 個の複素中間信号に対して順次周波数オフセットを与えることにより、1シンボル区間内での回転を補償して、大きな拡散利得を得られるようにしたものである。

#### 【0045】

したがって、大きな拡散利得が得られることによりタイミング捕捉率を増加させることができるとともに複素シンボル生成前において位相誤差を補正するためAFC制御における引き込み範囲を拡大することができる。

#### 【0046】

本発明のタイミング検出装置は、上記の逆拡散器と、その逆拡散器における逆

拡散により得られた I 成分、Q 成分の相関値の大きさから拡散タイミングを検出するピーク検出部とから構成される。

【0047】

本発明のタイミング検出装置では、上記で説明した本発明の逆拡散器を用いて相関値を得ることにより大きな拡散利得を得ることができるので、タイミング捕捉率を向上させることができる。

【0048】

また、本発明によるチャネル推定装置は、上記の逆拡散器と、その逆拡散器により得られた複素シンボルに含まれている位相誤差を検出し、該位相誤差の補正を行っている回転補正部とから構成される。

【0049】

本発明のチャネル推定装置では、上記で説明した本発明の逆拡散器を用いて複素シンボルを生成しているので、複素シンボル生成前にある程度の位相誤差は補正されることになる。そのため、位相誤差が大きい場合でも A F C 制御により位相誤差を補正することができ A F C 制御の引き込み範囲を拡大することができる。

【0050】

【発明の実施の形態】

次に、本発明の実施形態について図面を参照して詳細に説明する。

【0051】

(第1の実施形態)

図1は本発明の第1の実施形態における逆拡散器の構成を示すブロック図である。図9中と同一の符号が付された構成要素は同一の構成要素を示す。本実施形態は、図8に示した移動局において、逆拡散器7、9として図1に示す逆拡散器を用いたものである。このCDMA通信システムでは、1シンボルの信号はnチップの拡散符号により拡散されているものとして説明する。

【0052】

本実施形態における逆拡散器は、図1に示すように、相関器10、20と、位相回転器31<sub>1</sub>~31<sub>m</sub>と、加算器41、42とから構成されている。ここで、m

は  $n$  を  $k$  チップ毎に分割するための分割数であり、 $n = m \times k$  となる数である。

また、相関器 1 0 は、 $m$  個の加算器  $1 4_1 \sim 1 4_m$  と、 $n$  個の乗算器  $1 3_1 \sim 1 3_n$  と、 $OSR \times (n - 1)$  個の遅延素子  $1 2_1 \sim 1 2_{OSR(n-1)}$  とから構成され、相関器 2 0 は、 $m$  個の加算器  $2 4_1 \sim 2 4_m$  と、 $n$  個の乗算器  $2 3_1 \sim 2 3_n$  と、 $OSR \times (n - 1)$  個の遅延素子  $2 2_1 \sim 2 2_{OSR(n-1)}$  とから構成されている。

#### 【0053】

加算器  $1 4_1 \sim 1 4_m$  は、乗算器  $1 3_1 \sim 1 3_n$  のうちの  $k$  個の乗算器からの値をそれぞれ積算することにより  $1/k$  チップレートの間接信号を生成している。例えば、加算器  $1 4_1$  は、乗算器  $1 3_1 \sim 1 3_k$  からの値を積算して出力している。加算器  $2 4_1 \sim 2 4_m$  も同様に、乗算器  $2 3_1 \sim 2 3_n$  のうちの  $k$  個の乗算器からの値をそれぞれ積算している。

#### 【0054】

$n$ 、 $m$ 、 $k$  の具体的な値としては、例えば  $n$  が 256 の場合、つまり 1 シンボルが 256 チップに拡散される場合に、256 チップを分割する数である  $m$  を 4 とすると、分割された各単位毎のチップ数  $k$  は 64 チップとなる。

#### 【0055】

位相回転器  $3 1_1 \sim 3 1_m$  は、加算器  $1 4_1 \sim 1 4_m$  によって得られた  $m$  個の  $1/k$  チップレートの間接信号を、それぞれ基準回転角  $\delta$  ずつずらした  $m$  段階の位相回転角  $\delta$ 、 $2\delta$ 、 $3\delta$ 、 $\dots$ 、 $m\delta$  だけ複素平面上で位相を回転させて出力している。加算器 4 1、4 2 は、それぞれ  $m$  タップ入力の加算器であり、位相回転器  $3 1_1 \sim 3 1_m$  により位相が回転された中間信号それぞれ  $I$  成分、 $Q$  成分毎に積算することにより複素シンボルの相関値を得ている。ここで得られた複素シンボルは、位相回転器  $3 1_1 \sim 3 1_m$  により位相回転されたことにより擬似的に周波数オフセットを与えられ逆拡散された複素シンボルとなっている。

#### 【0056】

ここで、位相回転器  $3 1_1 \sim 3 1_m$  により行われる中間信号の基準回転角  $\delta$  を数種類の大きさに設定することにより、複素シンボルに与える周波数オフセットを変化させることが可能である。そして、周波数オフセットを与えられた複素シンボルの電力値を求め、得られた電力値が最も大きくなった位相回転角により与え

られる周波数オフセットが送信側と受信側の周波数誤差に最も近い周波数オフセットとなる。

【0057】

そして、位相回転器  $31_1 \sim 31_m$  は、複素シンボルの電力値が最も大きくなった位相回転角に基づいて中間信号の位相回転をそれぞれ行う。ここで、位相回転器  $31_1 \sim 31_m$  によって行われる位相回転により与えられる周波数オフセットは、送信側と受信側の周波数ずれに完全に一致する程の高い精度は必要ではなく、チャンネル推定装置 5 によるチャンネル推定が可能な範囲に、周波数ずれが収まれば後は従来と同様な A F C 制御により周波数ずれは補正される。

【0058】

1 シンボルあたりのチップ数である  $n$  を分割するための数  $m$  を大きくすると回路規模は大きくなるが大きな拡散利得を得ることができタイミング捕捉率の向上および B E R の削減を図ることができる。そのため、分割数  $m$  の値は、必要となる性能および許容できる回路規模等を考慮して決定される値である。

【0059】

次に、基地局信号発生シミュレータを用いて、基地局と移動局の基準周波数ずれを擬似的に発生させるシミュレーションを行ない得られた、本実施形態の逆拡散器を用いた移動局装置のデータを図 2 ～ 図 6 に示す。このシミュレーションは、1 フレームあたりのシンボル数は 160 シンボル/フレーム、キャリア周波数 2 G H z の条件により行われたものである。

【0060】

図 2 は、キャリア周波数 2 G H z に対して 5 p p m の周波数ずれを発生させ、本実施形態の逆拡散器により -4 p p m の補正を行った場合と、補正を行わなかった場合と、比較のために 1 p p m の周波数ずれを発生させ補正を行わなかった場合のビット誤り率 (B E R) 特性を示したものである。ここで、B E R は、Q P S K 復調後のデータにおけるビット誤り率である。

【0061】

この図 2 より、5 p p m の周波数ずれが発生した場合に補正の有無によりビット誤り率特性が大幅に向上していることがわかる。そして、5 p p m の周波数ず

れが発生した場合でも、 $-4 \text{ ppm}$ の補正を行うことにより、 $1 \text{ ppm}$ の周波数ずれしか発生していない場合と同程度のビット誤り率特性が得られることがわかる。

## 【0062】

図3は、図2の条件において分割数 $m$ を4から8に増加させた場合のグラフであり、 $5 \text{ ppm}$ の周波数ずれが発生した場合でも、 $-4 \text{ ppm}$ の補正を行うことにより、 $1 \text{ ppm}$ の周波数ずれしか発生していない場合とほとんど同じビット誤り率特性が得られることがわかる。

## 【0063】

図4は、図2の条件において分割数 $m$ を4から16に増加させた場合のグラフであり、 $5 \text{ ppm}$ の周波数ずれが発生した場合でも、 $-4 \text{ ppm}$ の補正を行うことにより、 $1 \text{ ppm}$ の周波数ずれしか発生していない場合と全く同一のビット誤り率特性が得られることがわかる。

## 【0064】

図5は、分割数 $m=4, 8, 16$ の場合におけるビット誤り率特性の関係を示したグラフであり、分割数 $m$ を増加させることによりビット誤り率特性が向上することがわかる。

## 【0065】

図6は、本実施形態の逆拡散器を用いて、目標BERを $1.0 \times 10^{-2}$ とした場合に、その目標BERを得るために必要となる $E_b/N_0$ の周波数ずれに対する変化を示したグラフである。このシミュレーションは、分割数 $m=4$ の場合について行われたものである。

## 【0066】

このグラフより、補正を行わない場合には、周波数ずれが $4 \text{ ppm}$ を超えると目標BERを得るための $E_b/N_0$ は急激に増加するのに対して、本実施形態による補正を行うことにより、周波数誤差が大きく、雑音が多い環境下でも復調が可能であることがわかる。このことから、結果的にAFC制御の引き込み範囲が拡大される。補正なしの従来例では、 $\pm 4 \text{ ppm}$ までのAFC引き込みが可能であるとする、同じ雑音環境下であれば、 $\pm 7 \text{ ppm}$ 程度まで、引き込み範囲を

拡大することができる。

【 0 0 6 7 】

本実施形態では、図 8 のタイミング検出装置 4 における逆拡散器 7、チャネル推定装置 5 における逆拡散器 9 に対して本発明を適用した場合を用いて説明したが、本発明はこれに限定されるものではなく、逆拡散器 7、9 のうちのどちらか一方の逆拡散器のみに本発明を適用した場合でも同様に本発明を適用することができるものである。また、逆拡散器 7、9 を 1 つの逆拡散器で共用するようにしてもよい。

【 0 0 6 8 】

また、チャネル推定装置 5 中の逆拡散器 9 では、位相回転を行った後にチャネル推定により位相誤差を検出して元の複素シンボルを求めなければならないため、精度の高い位相補正が必要となるが、タイミング捕捉を行うための逆拡散器 7 では、1 シンボル区間の相関値の大きさだけを検出すればよいから、逆拡散器 7 の場合よりも位相補正の精度は低くてもよい。

【 0 0 6 9 】

(第 2 の実施形態)

次に、本発明の第 2 の実施形態における逆拡散器について説明する。

【 0 0 7 0 】

上記第 1 の実施形態は、デジタル・マッチド・フィルタを用いた相関器に対して本発明を適用したものであったが、本実施形態はスライディング・コリレータ型の相関器に対して本発明を適用したものである。図 1 0 中と同一の符号が付された構成要素は同一の構成要素を示す。

【 0 0 7 1 】

本実施形態における逆拡散器は、図 7 に示すように、相関器 6 0、7 0 と、位相回転器 8 1 と、加算器 9 1、1 0 1 と、遅延素子 9 2、1 0 2 とから構成されている。

【 0 0 7 2 】

相関器 6 0 では、I 成分のベースバンド信号 1 1 はチップ毎に乗算器 6 2 により拡散符号と乗算され、加算器 6 3 と遅延素子 6 4 により構成される積算器で順

次積算されていく。相関器 70 でも同様にして、Q 成分のベースバンド信号 21 はチップ毎に乗算器 72 により拡散符号と乗算され、加算器 73 と遅延素子 74 により構成される積算器で順次積算されていく。

#### 【0073】

位相回転器 81 は、複素中間信号を、1 組の複素中間信号あたり基準回転角  $\delta$  ずつ  $m$  段階に複素平面上で順次位相回転させることにより回転補正を行う。そして、回転補正が行われた後の複素中間信号のうち、I 成分の中間信号は加算器 91、遅延素子 92 により構成される積算器により  $m$  回積算され、Q 成分の中間信号は加算器 101、遅延素子 102 により構成される積算器により  $m$  回積算されることにより複素シンボルの相関値が得られる。ここで得られた複素シンボルは、位相回転器 31 により位相回転されたことにより擬似的に周波数オフセットを与えられて逆拡散された複素シンボルとなる。

#### 【0074】

図 7 では遅延素子 64、74、92、102 は、それぞれ 1 つであるが、受信時にオーバーサンプリングが行われる場合には、オーバーサンプリングレートを OSR とすると、遅延素子 64、74、92、102 は、遅延素子をそれぞれ OSR 個縦列に接続するものとする。

#### 【0075】

本実施形態の逆拡散器を用いた場合でも、図 2～図 6 に示したような、上記第 1 の実施形態の逆拡散器を用いた場合と同様の効果を得ることができる。

#### 【0076】

#### 【発明の効果】

以上説明したように、本発明の逆拡散器によれば、回路規模、消費電力を大幅に増加させることなく周波数ずれが大きな環境下においてもタイミング検出、チャネル推定を行うことができるので、AFC 制御における引き込み範囲を拡大することができるという効果を得ることができる。

#### 【図面の簡単な説明】

#### 【図 1】

本発明の第 1 の実施形態の逆拡散器の構成を示すブロック図である。

【図 2】

分割数  $m = 4$  の場合に、第 1 の実施形態の逆拡散器のビット誤り率特性を示すグラフである。

【図 3】

分割数  $m = 8$  の場合に、第 1 の実施形態の逆拡散器ビット誤り率特性を示すグラフである。

【図 4】

分割数  $m = 16$  の場合に、第 1 の実施形態の逆拡散器のビット誤り率特性を示すグラフである。

【図 5】

第 1 の実施形態の逆拡散器の、分割数  $m = 4$ 、 $8$ 、 $16$  の場合におけるビット誤り率特性を示すグラフである。

【図 6】

分割数  $m = 4$  の場合に、第 1 の実施形態の逆拡散器により得られる捕捉特性を示すグラフである。

【図 7】

本発明の第 2 の実施形態の逆拡散器の構成を示すブロック図である。

【図 8】

AFC 制御が行なわれている移動局の構成を示すブロック図である。

【図 9】

図 8 中の逆拡散器 7、9 をデジタル・マッチド・フィルタにより実現した場合の構成を示すブロック図である。

【図 10】

図 8 中の逆拡散器 7、9 をスライディング・コレレータにより実現した場合の構成を示すブロック図である。

【図 11】

止まり木チャネルのフレーム構成を示す図である。

【図 12】

パイロットシンボルの位相が回転する様子を示す図である。



【図 1 3】

キャリア周波数の周波数ずれ量をパラメータとした場合の、タイミング捕捉成功率と信号 1 ビットあたりのエネルギー対平均雑音電力スペクトル密度 ( $E_b/N_0$ ) の関係を示すグラフである。

【図 1 4】

キャリア周波数の周波数ずれ量をパラメータとした場合の、ビット誤り率 (BER) と信号 1 ビットあたりのエネルギー対平均雑音電力スペクトル密度 ( $E_b/N_0$ ) の関係を示すグラフである。

【図 1 5】

従来の他の逆拡散器を含む周波数誤差検出回路の構成を示すブロック図である。

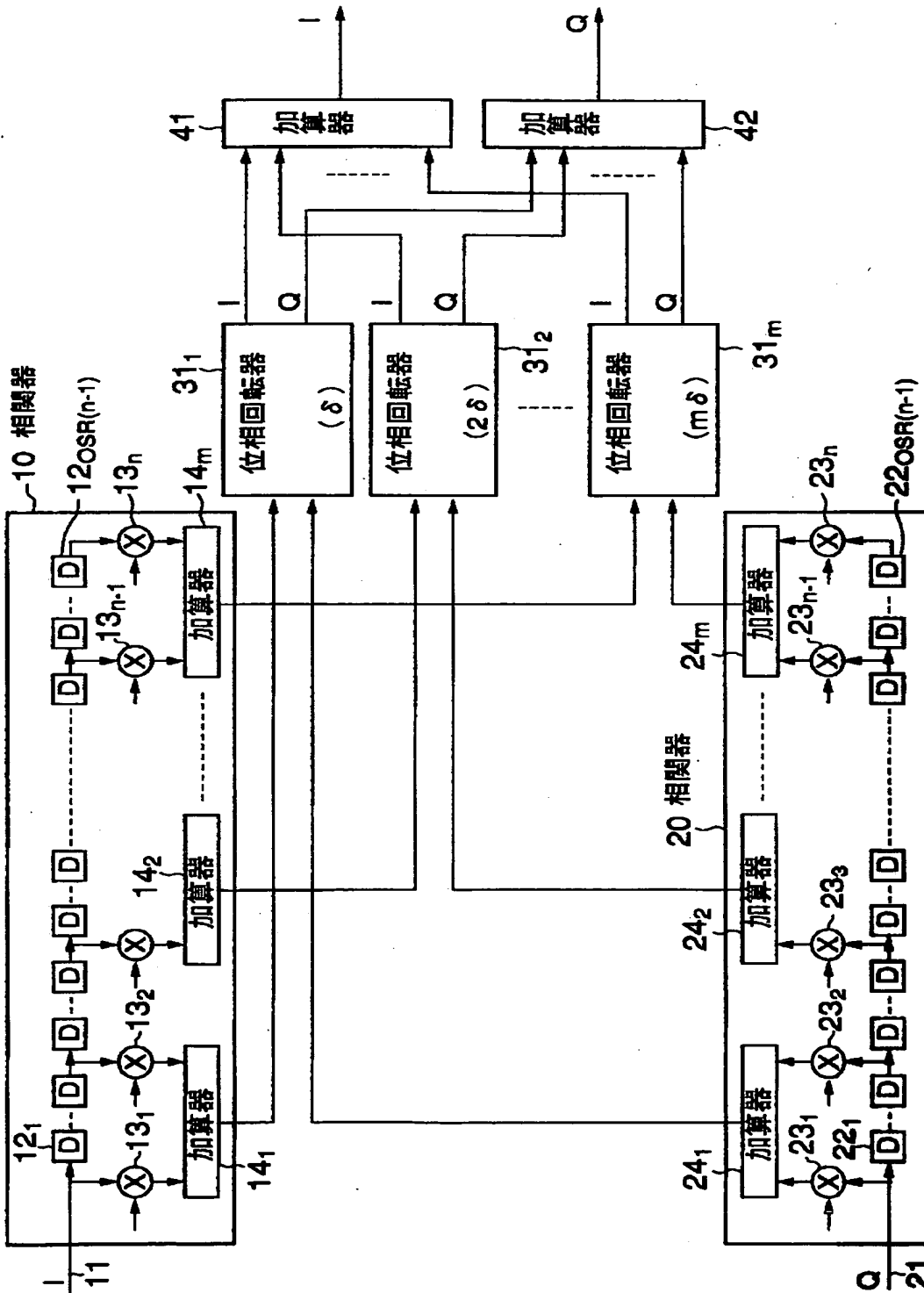
【符号の説明】

- 1 無線部
- 4 タイミング検出装置
- 5 チャンネル推定装置
- 6 TCXO
- 7 逆拡散部
- 8 ピーク検出部
- 9 逆拡散部
- 10 相関器
- 11 ベースバンド複素信号 (I)
- 12<sub>1</sub> ~ 12<sub>OSR(n-1)</sub> 遅延素子
- 13<sub>1</sub> ~ 13<sub>n</sub> 乗算器
- 14、14<sub>1</sub> ~ 14<sub>m</sub> 加算器
- 15 回転補正部
- 16 復調部
- 17 AFC 制御回路
- 20 相関器
- 21 ベースバンド複素信号 (Q)

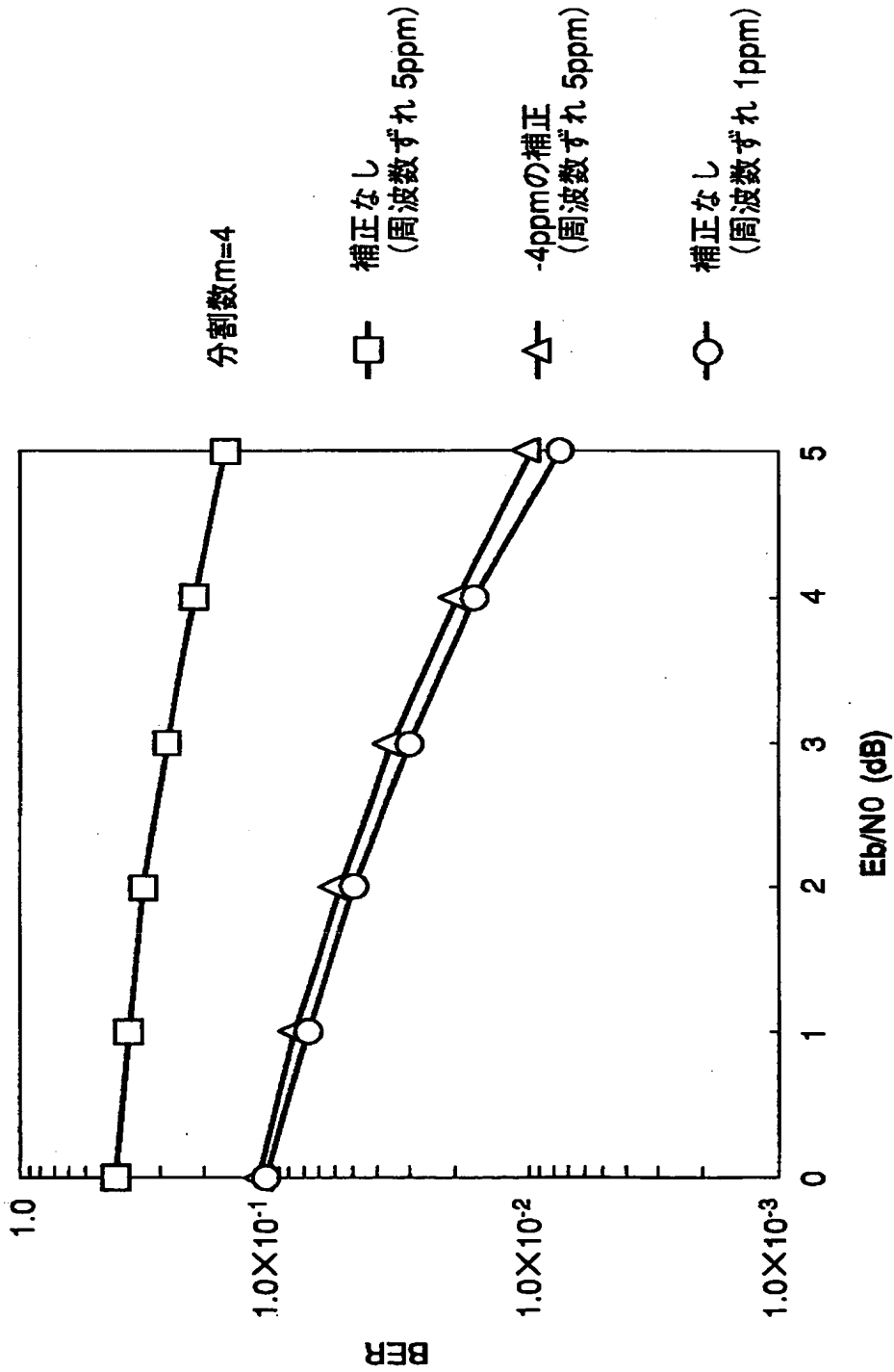
$2\ 2_1 \sim 2\ 2_{OSR(n-1)}$	遅延素子
$2\ 3_1 \sim 2\ 3_n$	乗算器
$2\ 4、2\ 4_1 \sim 2\ 4_m$	加算器
$3\ 1_1 \sim 3\ 1_m$	位相回転器
$4\ 1、4\ 2$	加算器
$4\ 5 \sim 4\ 8$	複素ベクトル
$5\ 0_1 \sim 5\ 0_{72}$	無線フレーム
$5\ 1_1 \sim 5\ 1_{16}$	タイムスロット
$5\ 2$	サーチコードシンボル
$5\ 3$	送信データシンボル
$5\ 4$	パイロットシンボル
$6\ 0$	相関器
$6\ 2$	乗算器
$6\ 3$	加算器
$6\ 4$	遅延素子
$7\ 0$	相関器
$7\ 2$	乗算器
$7\ 3$	加算器
$7\ 4$	遅延素子
$8\ 1$	位相回転器
$9\ 1$	加算器
$9\ 2$	遅延素子
$1\ 0\ 1$	加算器
$1\ 0\ 2$	遅延素子
$1\ 1\ 0$	相関器
$1\ 2\ 0$	相関器

【書類名】 図面

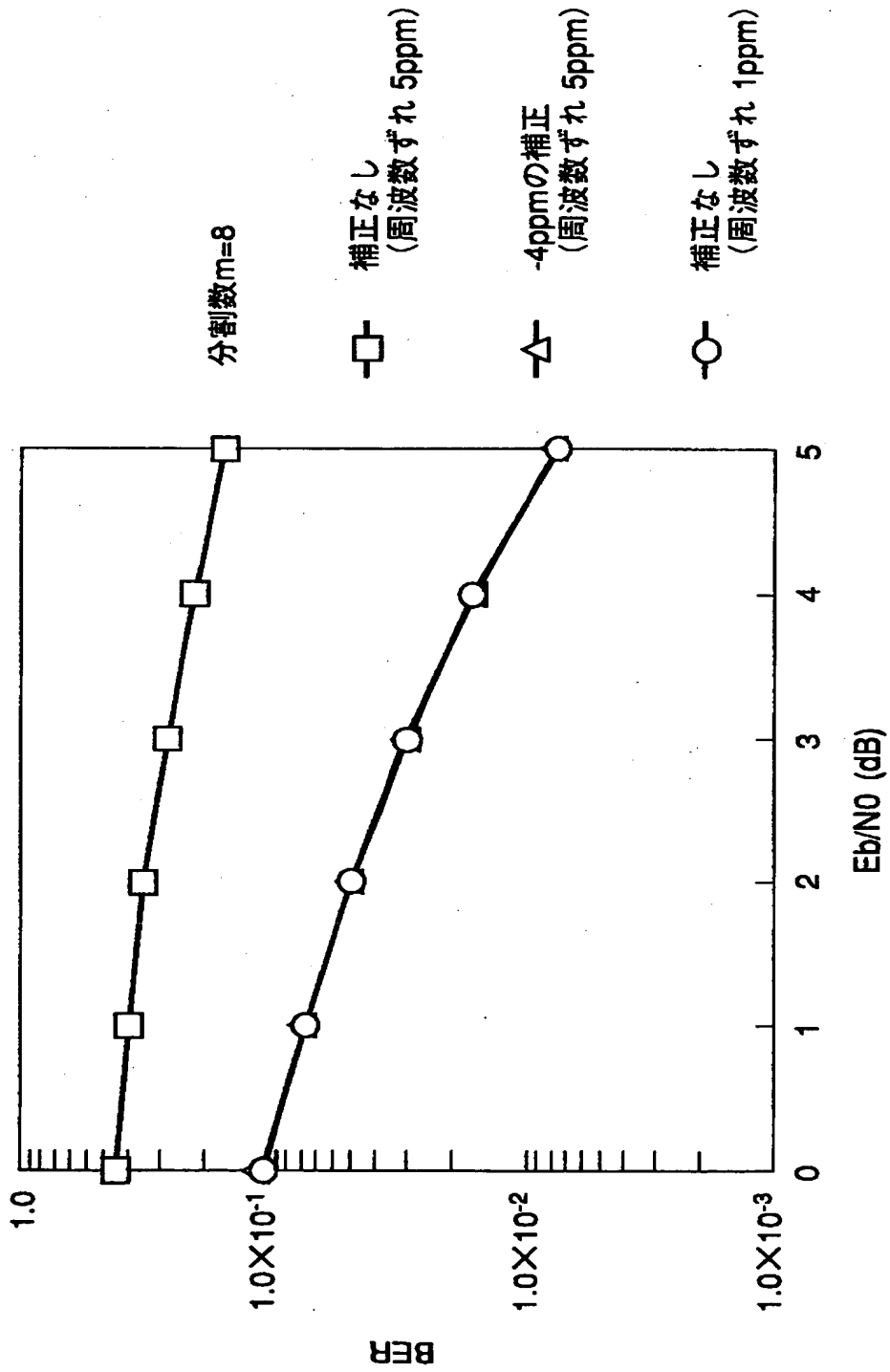
【図 1】



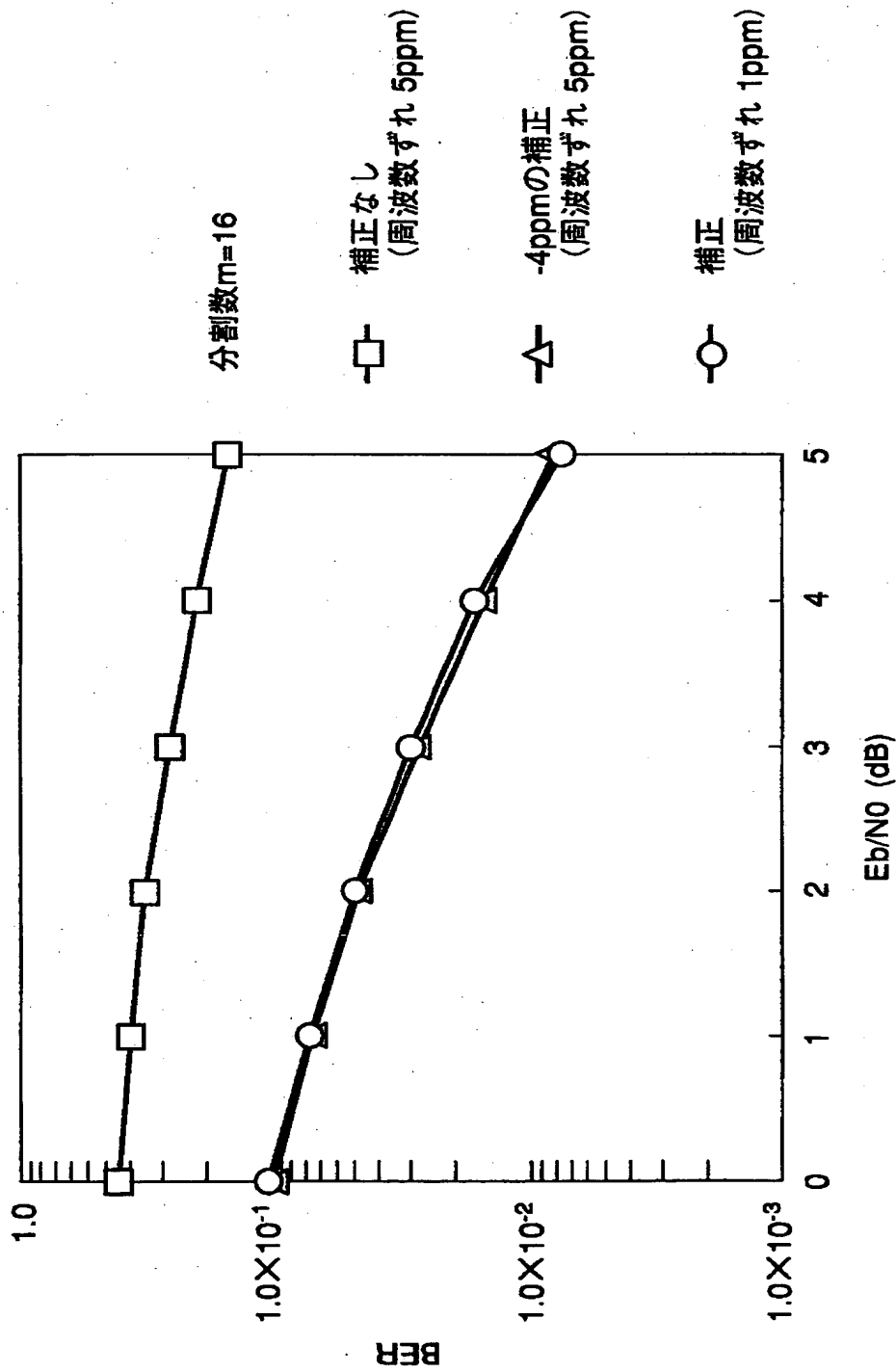
【図 2】



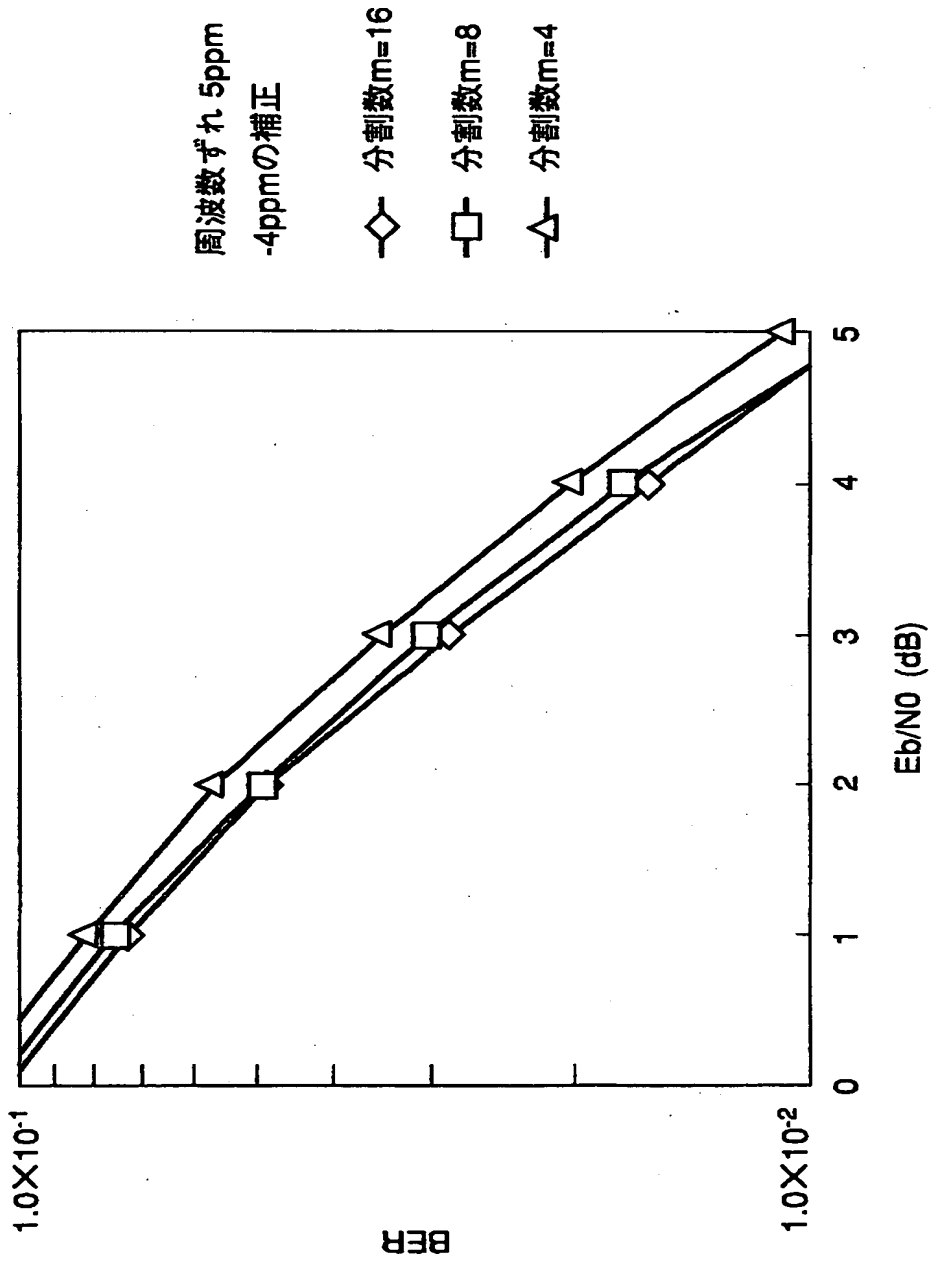
【図 3】



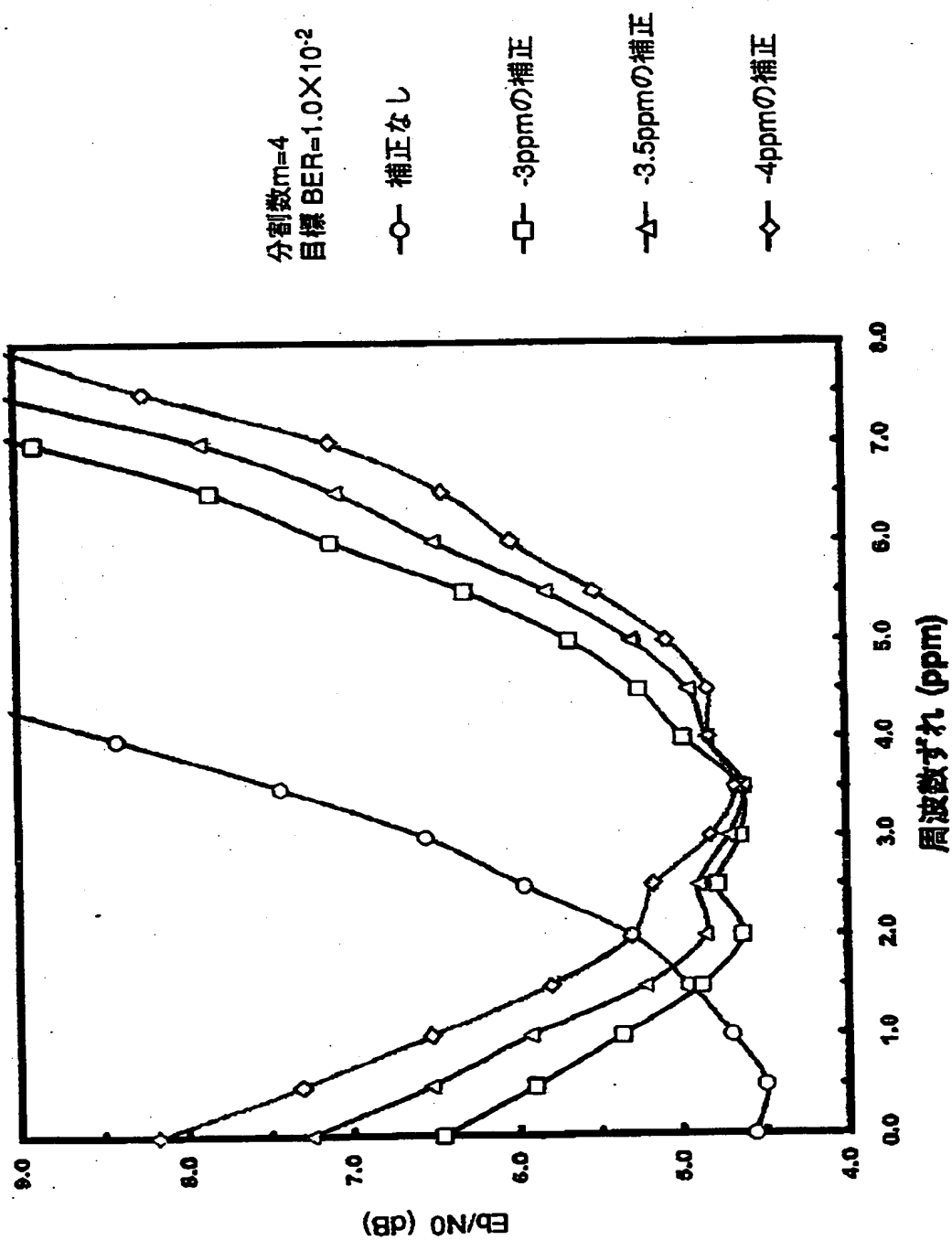
【図4】



【図 5】

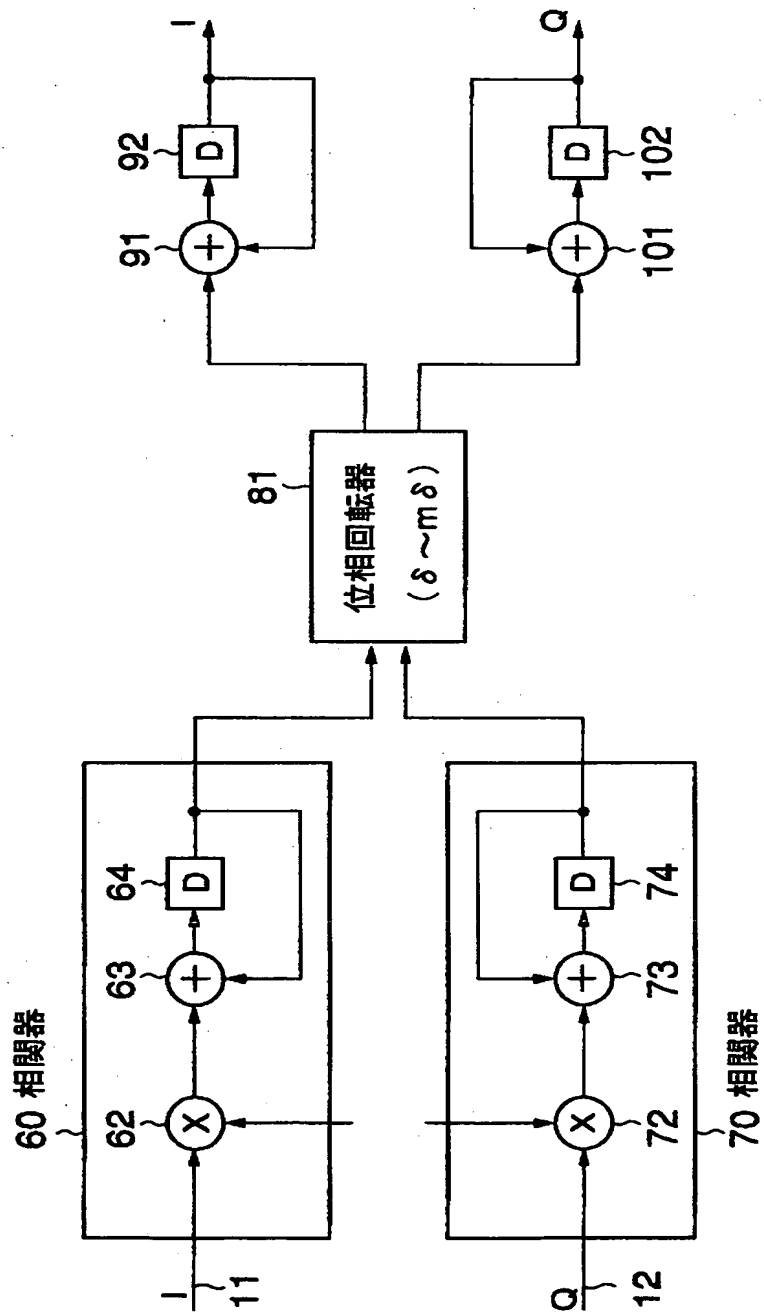


【図6】

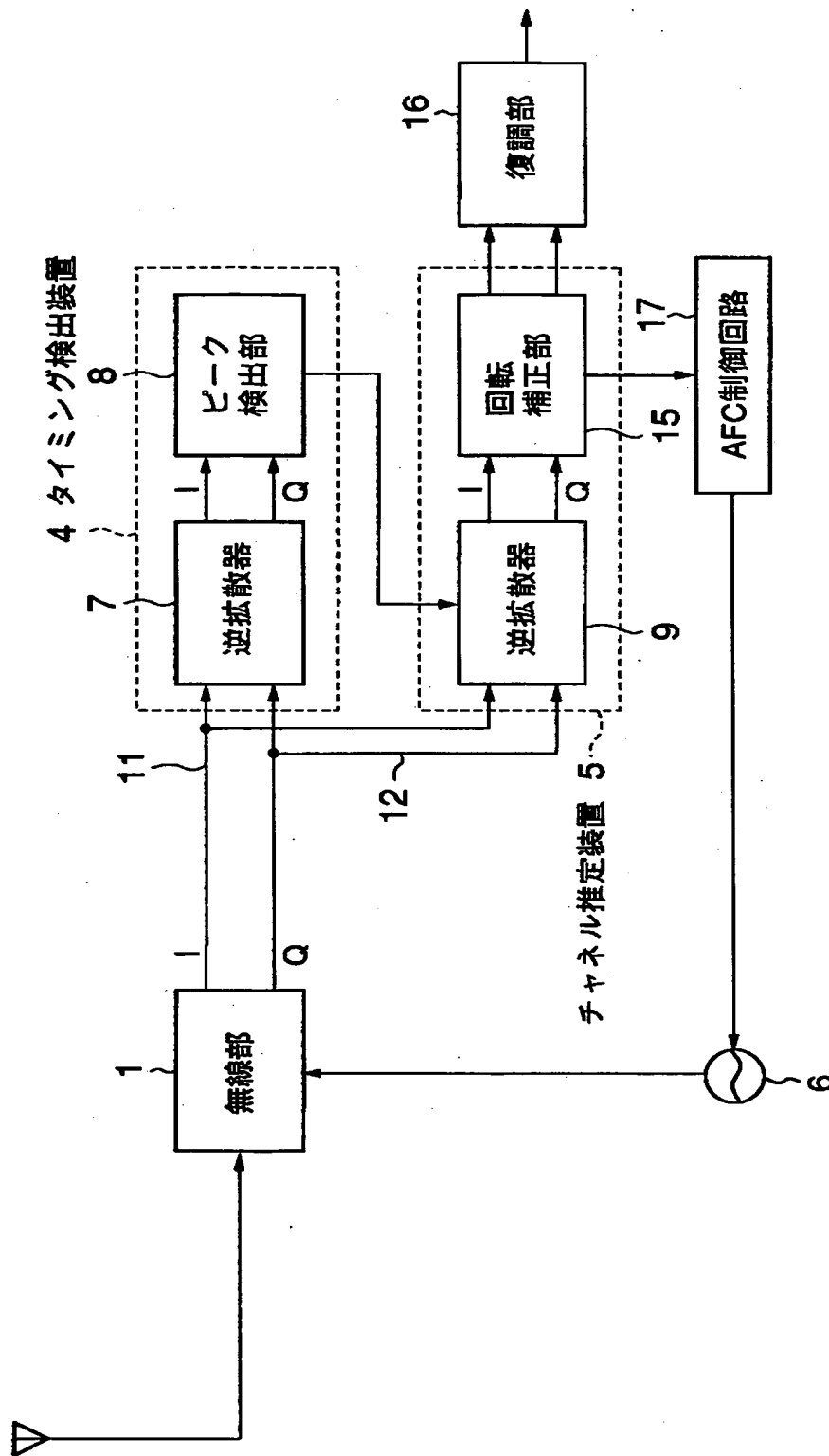




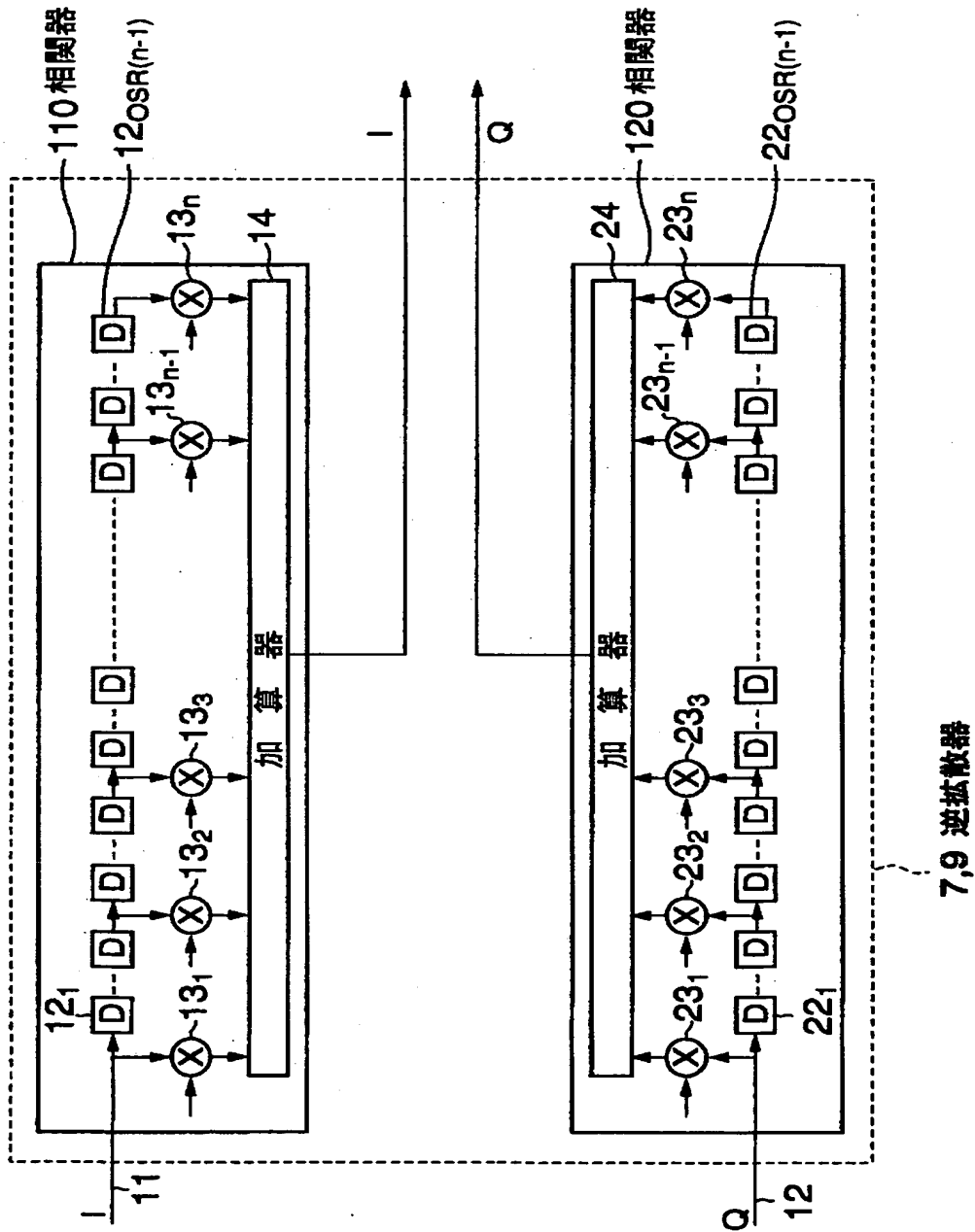
【図 7】



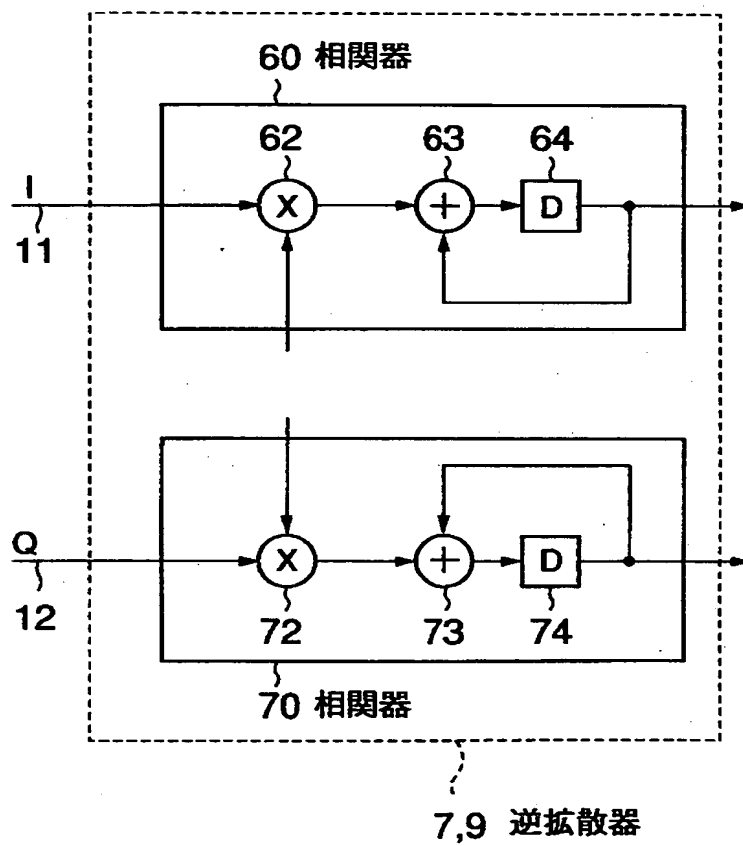
【図8】



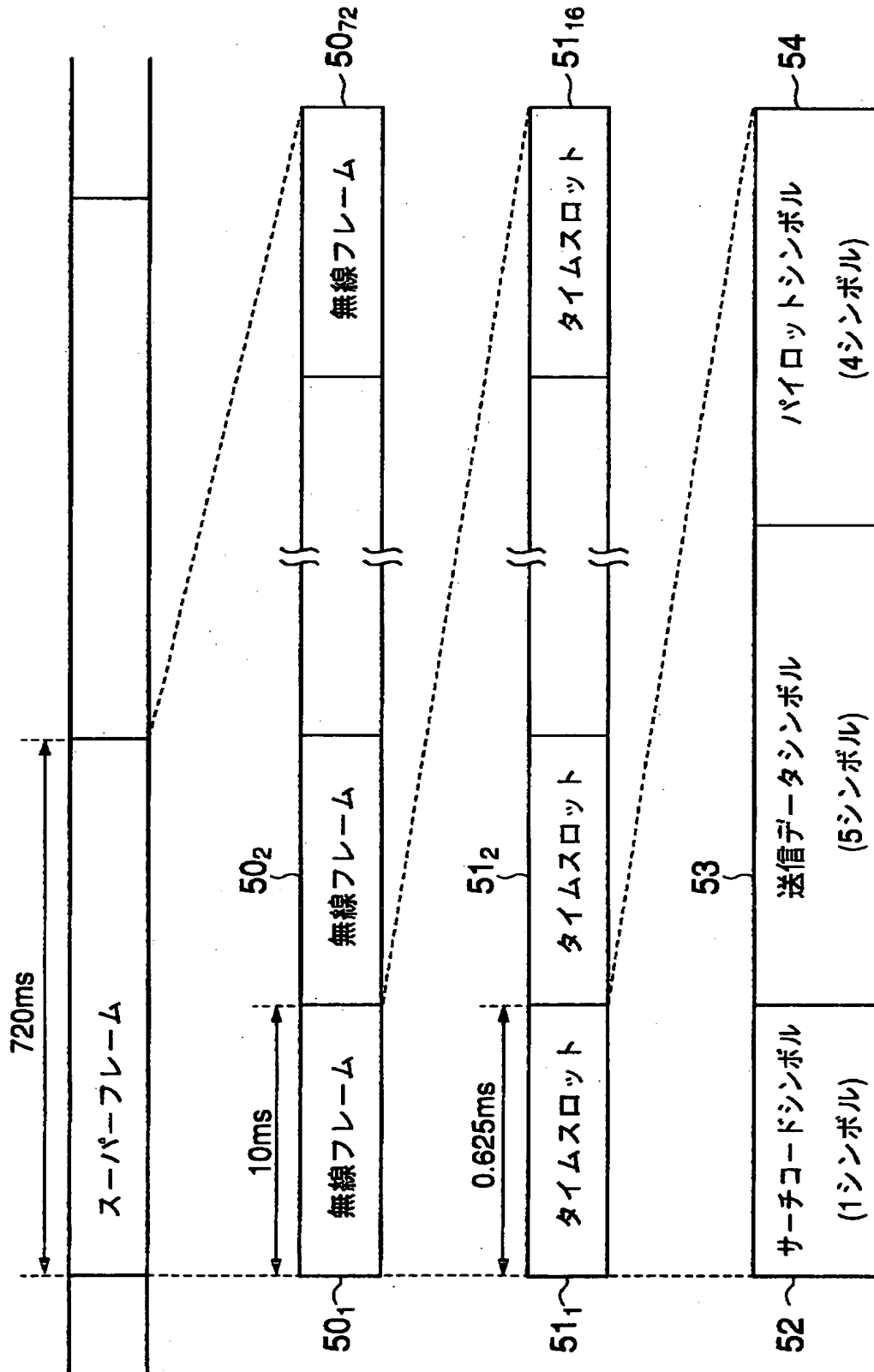
【図 9】



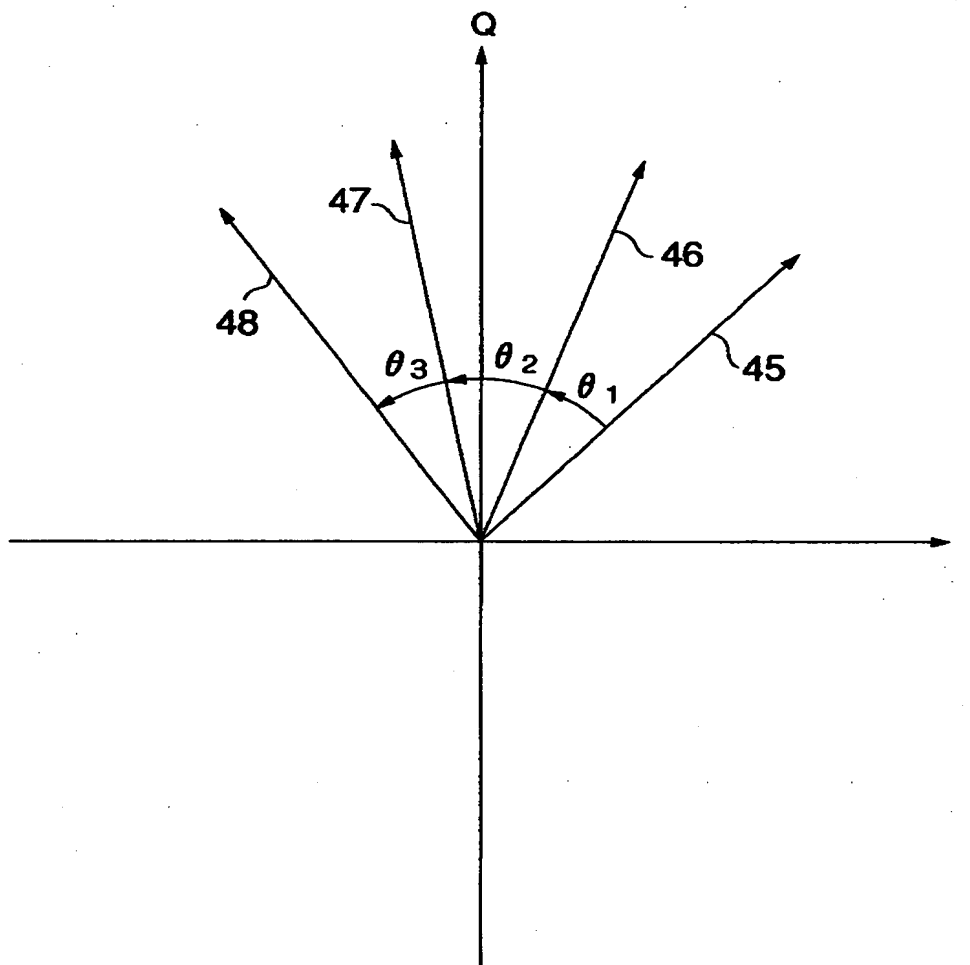
【図 1 0】



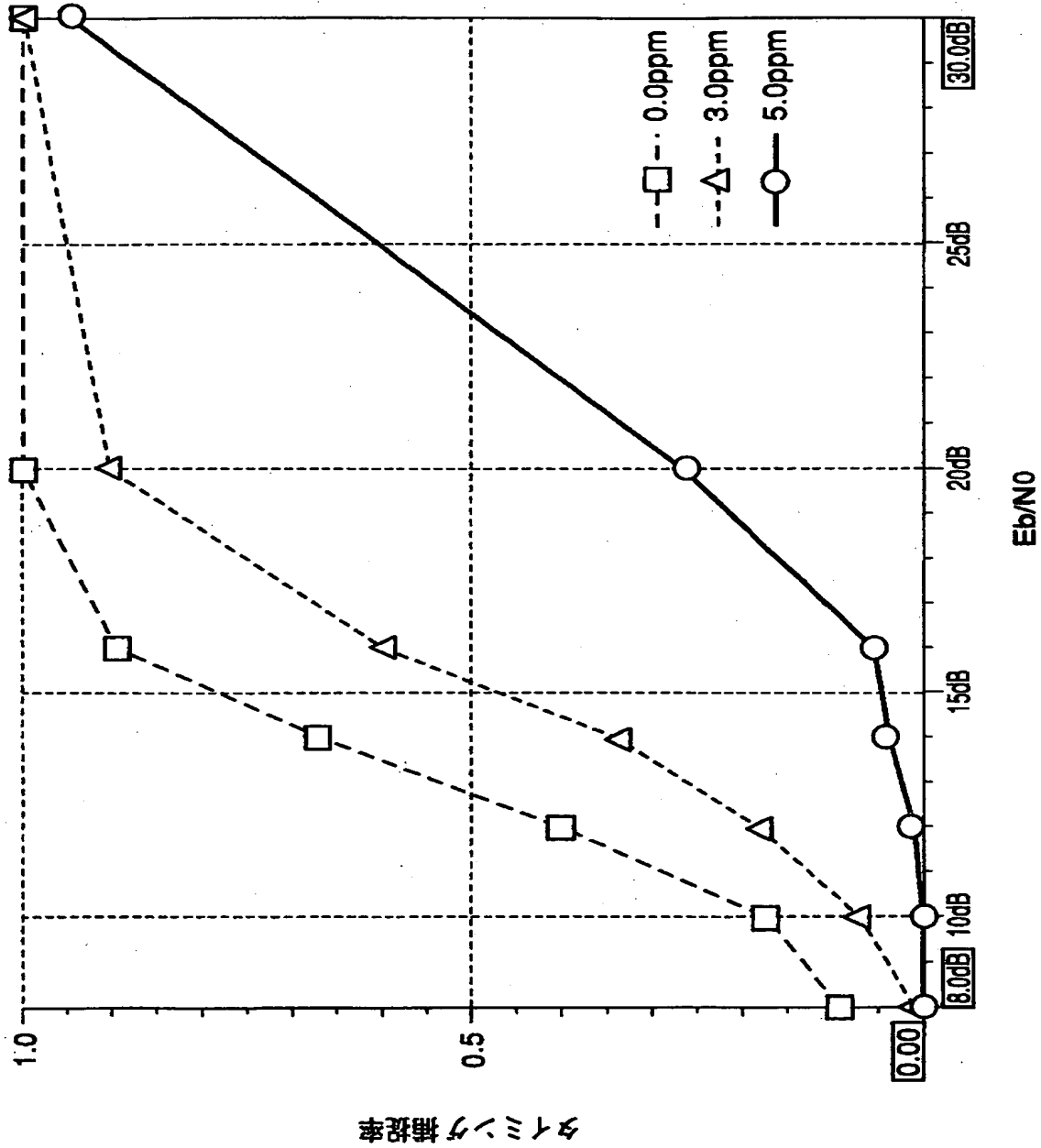
【図 1 1】



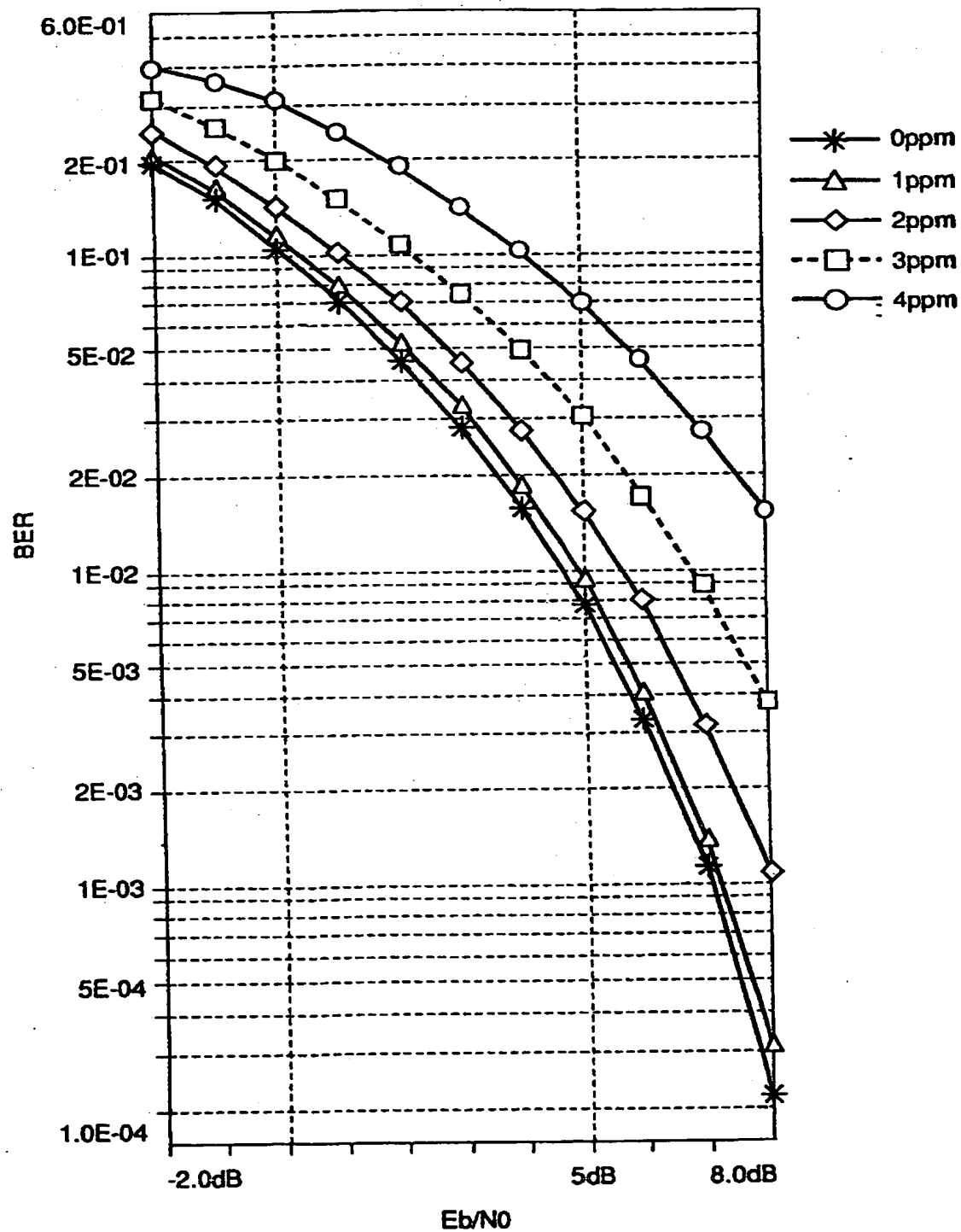
【図 1 2】



【図 13】

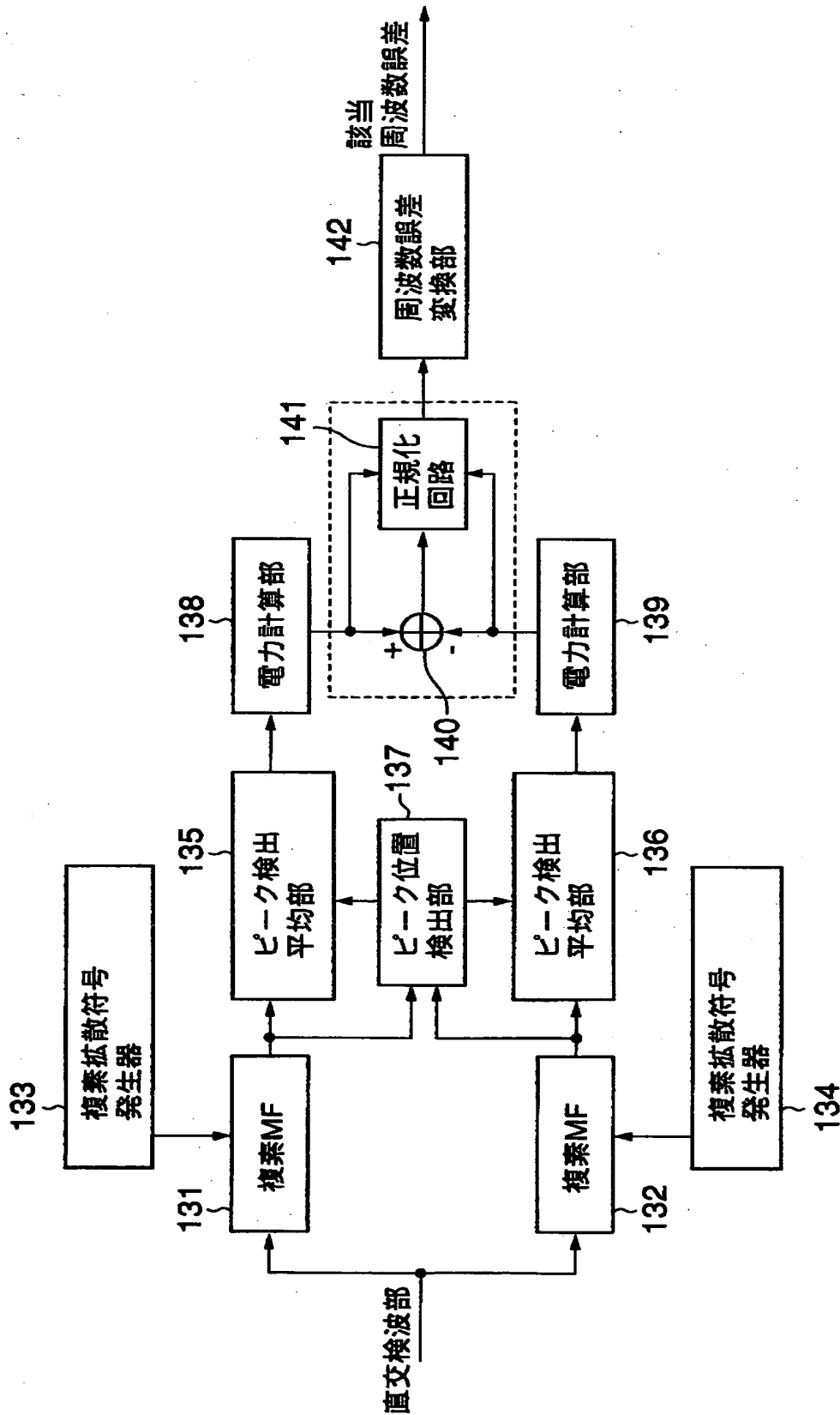


【図 14】





【図 1 5】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 逆拡散器の回路規模、消費電力を増加させることなくAFC制御における引き込み範囲を拡大する。

【解決手段】 乗算器 $13_1 \sim 13_n$ 、 $23_1 \sim 23_n$ により複素ベースバンド信号 $11$ 、 $21$ と拡散符号との間で乗算を行ない、その $n$ 個の乗算値をそれぞれ積算して複素シンボルを得る前に、 $m$ 個の加算器 $14_1 \sim 14_m$ 、 $24_1 \sim 24_m$ により $k$ 個の乗算値毎に積算を行って $m$ 個の複素中間信号を生成する。位相回転器 $31_1 \sim 31_m$ により、その $m$ 個の複素中間信号に対して周波数オフセットを与えることにより、1シンボル区間内での回転を補償して、大きな拡散利得を得るようにしてタイミング捕捉率を増加させる。また、複素シンボル生成前において位相誤差が補正されるためAFC制御における引き込み範囲が拡大される。

【選択図】 図1

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号

[000004237]

1. 変更年月日	1990年 8月29日
[変更理由]	新規登録
住 所	東京都港区芝五丁目7番1号
氏 名	日本電気株式会社